DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.100 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于死区换流时序分析的 LLC 软开关设计方法

钱敏华[1]，李 霄[1]，刘海晨[1]，冯奕鸣[2]，李 睿[2]
(1.中国电气装备集团科学技术研究院有限公司，上海 200040；2.上海交通大学电力传输与功率变换控制教育部重点实验室，上海 200240)

摘要：LLC 变换器凭借良好的软开关范围、高功率密度等优异特性，广泛应用于户用储能和分布式储能领域。在 LLC 变换器调制设计中，为实现高效率，需要在变换器整体功率损耗低的硬件参数设计基础上，满足谐振软开关实现条件。通过对死区时间内换流过程的分析，探究了开关管寄生参数对变换器软开关实现的影响。通过对死区时间开关时序的优化，利用开关管寄生参数参与谐振的电路机理，促成软开关的实现，保证较高的运行效率。通过考虑死区时间内损耗分布情况，分析了功率双向流动工况下不改变调制策略对于效率的影响。最后，搭建 1 台 4 kW LLC 样机进行双向功率传输实验验证。

关键词：LLC 变换器；死区换流；软开关

Design Method for LLC Soft-switching Based on Dead-time Commutation Timing Sequence Analysis

QIAN Minhua[1], LI Xiao[1], LIU Haichen[1], FENG Yiming[2], LI Rui[2]
(1. Research Institute of Science and Technology Co., Ltd., China Electrical Equipment Group, Shanghai 200040, China;
2. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion of Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: LLC converters are widely applied in the fields of household energy storage and distributed energy storage owing to their excellent features such as a good soft-switching range and a high power density. In the modulation design of LLC converters, to achieve a high efficiency, it is necessary to meet the conditions for resonant soft-switching based on the design of hardware parameters with a low overall power loss of the converter. The commutation process during the dead-time is analyzed to explore the influences of the parasitic parameters of switching devices on the realization of soft-switching in the converter. By optimizing the switching timing sequence during the dead-time and utilizing the circuit mechanism where the parasitic parameters of switching devices participate in resonance, the realization of soft-switching is facilitated, ensuring a higher operation efficiency. Considering the loss distribution during the dead-time, the impact of not changing the modulation under bidirectional power flow conditions on the efficiency is analyzed. Finally, verification was performed by building a 4 kW LLC prototype to carry out a bidirectional power transmission experiment.

Keywords: LLC converter; dead-time commutation; soft-switching

目前，分布式储能已经成为世界储能领域研究的热点[1-3]。大多数可再生能源均具有地域限制性和间歇性的特点[4]，这使得储能系统变得不可或缺。在户用储能与工商业储能系统应用中，以 LLC 变换器为代表的隔离型双向 DC-DC 变换器用来提升电池侧的电压等级至母线电压等级，并实现能量的双向流动[5]。与此同时，高效率、高功率密度、低成本也成为此类应用的主要要求[6]。

为了实现变换器的高效率运行，需要对 LLC

收稿日期：2024-10-12；**修回日期**：2024-11-29，2024-12-31；
录用日期：2025-01-08；**网络首发日期**：2025-01-22

谐振参数进行优化设计并提供相应的调制策略，以满足全工况软开关的运行目标。文献[7]从频域的谐振等效电路角度研究，构建频域等效电路模型，对死区时间与开关频率进行设计；文献[8]提及了谐振电感的优化方法，从谐振参数优化的角度提升 LLC 变换器效率；文献[9]考虑了变压器分布电容产生变换器增益失真的问题，提供 1 种改进的 Burst 控制，优化轻载下 LLC 变换器增益失真并提高效率，但未考虑其他工况下寄生参数的影响作用；文献[10]分析低压侧开关管对死区谐振过程的影响，但并未指出可行的参数优化方法。随着储能功率等级的提升，大功率场景的 LLC 变换器的寄生参数对软开关的威胁更不可忽略[11]，因此需要更为精确的分析和更可行的优化方法。

近年来，LLC 参数、调制方法的设计也以寄生参数的研究为热点。文献[12]从变压器的分布电容和漏感角度，研究了寄生参数的影响，但未能全面考虑开关器件的影响；文献[13]在设计 LLC 增益中考虑了寄生参数的影响，但未能对影响机理进行深入研究。随着高频开关器件在高频隔离型 DC-DC 变换器中的应用，LLC 变换器开关频率进一步提升，开关器件寄生参数对 LLC 变换器的高效运行的影响将逐渐凸显[14-15]。

针对储能系统的实际工况，本文通过对 LLC 变换器运行模态及死区时间电流通路的探究，深入分析了寄生参数对死区谐振过程的影响，详细阐述了寄生参数对变换器软开关实现的威胁，并提出了可行的参数及调制优化方法。最后通过 1 台 4 kW 的实验样机，验证分析优化方法的可行性与优化调制在双向功率运行下的高效率。

1　LLC 正向运行死区时间换流过程分析

LLC 的基本电路如图 1 所示，图中：V_{in} 和 V_o 分别为 LLC 变换器的高压侧和低压侧电压；S_1~S_4 为高压侧全桥开关管；S_5~S_8 为低压侧全桥开关管；C_r 为谐振电容；L_r 为谐振电感；L_m 为励磁电感。高压侧开关管与低压侧开关管均存在寄生电容，在死区时间内，寄生电容与变换器谐振腔共同作用，形成新的谐振网络。利用好死区时间内的谐振过程将有利于桥臂换流与软开关实现，因此需对死区时间内寄生电容参与谐振的换流过程进行分析。

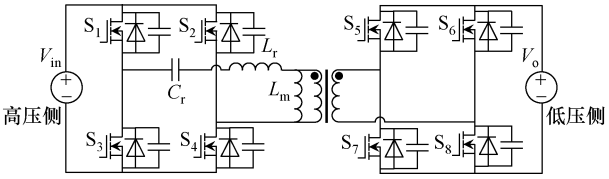


图 1　全桥 LLC 谐振变换器主电路实例

Fig. 1 Example of main circuit of full-bridge LLC resonant converter

死区时间内的换流过程可以分为 3 个阶段。模态 1：低压侧未换流—高压侧换流；模态 2：低压侧换流—高压侧换流；模态 3：低压侧换流完成—高压侧换流。3 种模态的等效电路如图 2 所示。图中，C_{oss1} 和 C_{oss2} 分别为高、低压侧开关管等效寄生电容。

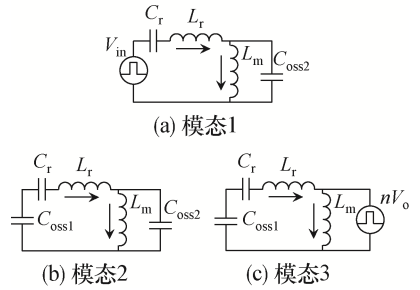


图 2　LLC 死区换流的 3 种等效模态

Fig. 2 Three equivalent modes of LLC dead-time commutation

结合上述 3 个死区时间内的电路工作模态，对半个工作周期 LLC 的运行工况进行分析。

0~t_1：电路状态如图 3(a)所示。此时 S_1、S_4、S_5、S_8 导通，谐振电流为正。

t_1~t_2：电路状态如图 3(b)所示。t_1 时刻，S_1、S_4、S_5、S_8 导通，谐振过程结束，低压侧未换流，这一状态一直持续到开关管关断信号到来，谐振电流谐振到再次与励磁电流相等，电路的两侧电压均处于失控状态，此时等效电路为模态 1，高压侧开关管寄生电容开始换流。

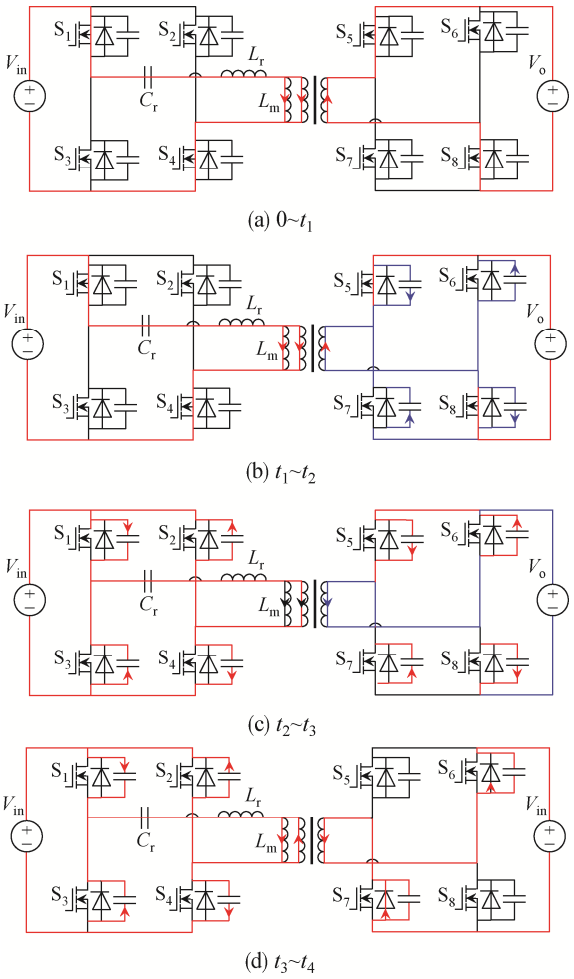


图 3 变换器电流通路时序分析

Fig. 3 Timing sequence analysis of converter current path

t_2~t_3：电路状态如图 3(c)所示。t_2 时刻，S_1、S_4、S_5、S_8 关断，低压侧开始换流，低压侧开关管的寄生电容开始充放电，谐振电流继续正向增加，变压器上的电流反向，低压侧的导通二极管出现断流，换向失败，低压侧的电容进行充放电，低压侧开关管寄生电容再次参与到谐振当中；直至 t_3 时刻，变压器高压侧电压被重新钳位，电压方向与此前相反，高压侧开关管寄生电容继续充放电，谐振电流继续正向增加，这一状态一直持续到低压侧换流完成，此时等效电路为模态 2。低压侧电流通过体二极管续流。

t_3~t_4：电路状态如图 3(d)所示，高压侧换流结束。直到 t_4 时刻，变压器电流再次换向，低压侧开关管寄生电容的充放电方向改变，高压侧开关管寄生电容充放电结束，谐振电流通过二极管续流，此时的等效电路为模态 3。

t_4 之后：电路状态与 0~t_1 完全对称，不再赘述。

考虑开关管寄生电容的 LLC 1 个工作周期的运行波形如图 4 所示。图中：$V_{gs,S_{1,4}}$、$V_{gs,S_{2,3}}$、$V_{gs,S_{5,8}}$ 和 $V_{gs,S_{6,7}}$ 分别为开关 $S_{1,4}$、$S_{2,3}$、$S_{5,8}$ 和 $S_{6,7}$ 的栅极电压；V_{ds,S_1} 和 V_{ds,S_5} 分别为开关 S_1 和 S_5 的漏极电压。

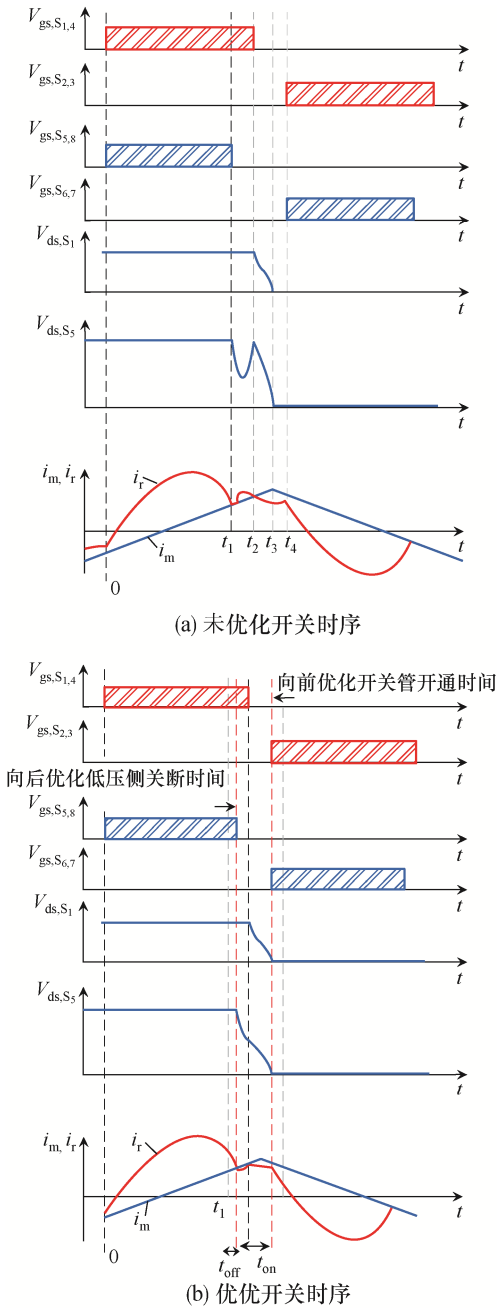


图 4 考虑开关管寄生电容的 LLC 1 个工作周期运行波形

Fig. 4 Operation waveforms of LLC in one working cycle considering parasitic capacitance of switching devices

从上述分析可以看出，低压侧未实现零电压开关 ZVS(zero voltage switching)。由于死区时间较短，可以近似看作在死区时间内，高低压两侧开关管的寄生电容均参与到电路的谐振中，其等效电路如模态 2 所示。因此，需要从优化死区开关时序的角度设计以抑制死区内谐振过程的振荡，从而减小寄生电容对软开关实现条件的威胁。

在 t_1~t_2 时间段内，可以通过设计低压侧开关时序，提前高压侧关断时间 t_{off}，使得在低压侧寄生电容完成第一次充放电过程时刻，发出高压侧关断信号，阻止死区时间内寄生电容的二次充放电。设计死区时间 t_{on}，在 t_2~t_3 时间段内，在高压侧寄生电容完成充放电、电流换向完成的时刻，发出高压侧开通信号，完成电压的换向。

模态 1 中 LLC 变换器的通流状态与 s 域等效电路如图 5(a)所示。这一状态中，低压侧 S_5 与 S_8 关断；低压侧开关寄生二极管结电容 C_{oss5}~C_{oss8} 重新充放电，参与到主电路的谐振过程中，其折算到变压器高压侧的等效容值定义为 C_2。

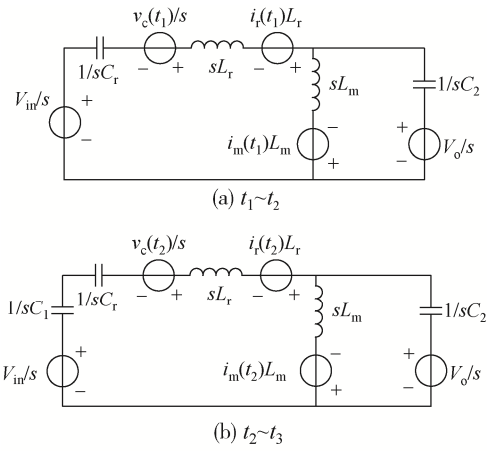


图 5　变换器 *s* 域模型

Fig. 5 Schematic of *s*-domain model of converter

根据 s 域等效电路，这一状态下，谐振电流满足

$$i_{\text{r}}(s)=\frac{a_3s^3+a_2s^2+a_1s+a_0}{a_5s^4+a_4s^2+1} \tag{1}$$

$$\begin{cases} a_0=C_{\text{r}}\left[V_{\text{in}}+v_{\text{c}}(t_1)\right] \\ a_1=C_{\text{r}}\left[i_{\text{r}}(t_1)L_{\text{r}}+i_{\text{m}}(t_1)C_2\right] \\ a_2=C_{\text{r}}C_2\left[V_{\text{in}}L_{\text{m}}+v_{\text{c}}(t_1)L_{\text{m}}-C_2V_{\text{o}}\right] \\ a_3=i_{\text{r}}(t_1)L_{\text{r}}L_{\text{m}}C_{\text{r}}C_2 \\ a_4=L_{\text{r}}L_{\text{m}}C_{\text{r}}C_2 \\ a_5=L_{\text{r}}C_{\text{r}}+C_{\text{r}}C_2+C_2L_{\text{m}} \end{cases} \tag{2}$$

式中：$v_{\text{c}}(t_1)$ 为高压侧谐振电容电压；$i_{\text{r}}(t_1)$ 为高压侧谐振电流；$i_{\text{m}}(t_1)$ 为变压器励磁电流；C_1 和 C_2 分别为该特定时刻高、低压侧开关管的等效寄生电容。

根据 s 域的方程，可以计算得到电感电流达到最大的时刻，结合时域方程得到电流达到最大的时刻，即为寄生电容第一次完成充放电的时间，求解式(1)中的 s 域方程，将 s=jω 代入，求解 ω 使得电流方程虚部为 0，即为固有谐振频率 ω_{r}'，取时间 $t_{\text{off}}=\frac{1}{4}\frac{2\pi}{\omega_{\text{r}}'}$，即为谐振电流谐振到最大值的时刻，使得此刻高压侧关断信号到来，可阻断寄生电容参与谐振过程。

在高压侧开关管死区时间内，高压侧开关管寄生电容进行充放电过程，参与谐振形成了复杂的谐振网络，寄生电容完成 1 次充放电。高压侧寄生电容完成充放电后，以高压侧开关体二极管为通路续流；为了降低体二极管造成的导通损耗，设计死区时间，在完成高、低压侧换流的时刻，切换开关管，以开关管沟道为电流通路，实现同步整流。

计算高、低压侧开关管寄生电容均完成充放电的时刻，由于在 t_2~t_3 时间段 C_{oss1}~C_{oss4} 与 C_{oss5}~C_{oss8} 均发生充放电、参与到谐振过程中。高压侧开关管寄生电容通过谐振电流完成充放电过程，电压从 0 切换到 V_{in}。由于高压侧开关管开通，低压侧电流增大，低压侧开关管寄生电容充放电过程继续，完成换流，构建低压侧电压 V_{o}。高、低压侧开关管寄生电容充放电时间可分别表示为

$$\begin{cases} t_{\text{on,in}}\cdot\dfrac{I_{\text{r}}}{2}=V_{\text{in}}C_{\text{oss1}} \\ t_{\text{on,out}}\cdot\dfrac{I_{\text{r}}-I_{\text{m}}}{2}=[V_{\text{o}}-V_{C_{\text{oss5}}}(t_2)]\dfrac{C_{\text{oss5}}}{n^2} \end{cases} \tag{3}$$

式中：$t_{on,in}$ 为高压侧开关管寄生电容充放电时间；$t_{on,out}$ 为低压侧开关管寄生电容充放电时间；I_r 为谐振电流；I_m 为励磁电流；$V_{C_{oss5}}$ 为低压侧开关管寄生电容的电压；n 为变压器匝数比。为了保证高压侧开通信号到来的时刻，当高、低压侧开关管寄生电容达到各自的目标电压，可以认为高、低压侧开关管均完成了换流过程，选择 $t_{on}=\max\{t_{on,out},t_{on,in}\}$ 时刻开通高、低压侧开关管，完成换流的瞬间，主动切换为开关管沟道，实现同步整流，大大降低在死区时间内的二极管导通损耗，优化后的波形如图 4(b)所示。

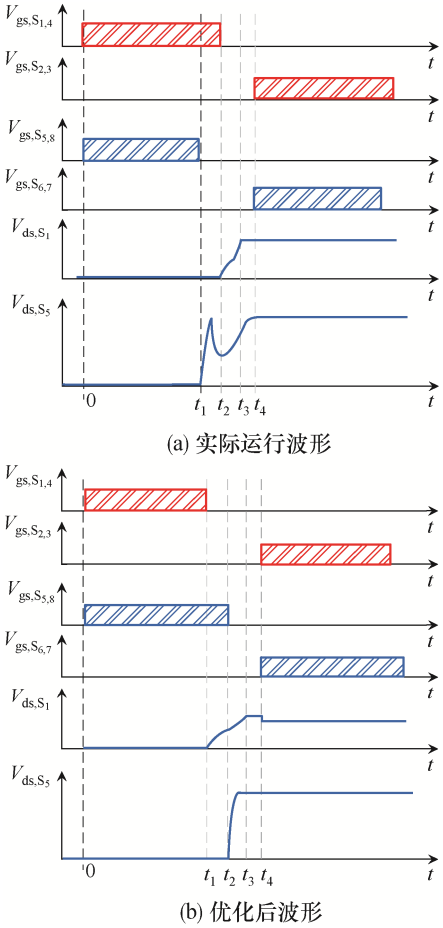
2 LLC 反向运行软开关调制分析

为便于 LLC 变换器双向功率传输调制控制设计，首先分析将设计的正向开关时序的调制方法应用于反向工况，分析软开关实现情况。当采用低压侧开关管提前关断的调制策略时，低压侧开关管的关断信号提前到来，由于低压侧电流大、换流快，高压侧的关断信号还未到来，低压侧开关管完成环流，S_5、S_8 开关寄生电容完成充电，S_6、S_7 开关寄生电容完成放电。此时，由于开关管导通信号并未到来，低压侧电流发生换向，低压侧开关管电流重新进行 1 轮充放电，S_5、S_8 开关寄生电容开始放电，S_6、S_7 开关寄生电容开始充电，低压侧开关管寄生电容参与谐振腔的谐振过程。直到高压侧开关管的开关信号到来，高压侧谐振电流大、换向快，迅速完成换流；低压侧电流再次反向，低压侧继续进行换向过程。由于低压侧开关管寄生电容二次充放电，导致其充放电过程并不充分，从而一定程度上影响了低压侧开关管在死区换流过程中软开关的实现。实际运行波形如图 6(a)所示。

损耗主要考虑低压侧的部分软开关损耗，其表达式为

$$Q=Q_{on}=\frac{1}{4}V_o n i_s(t_4)t_f f=\frac{1}{4}V_o n\left[\frac{\pi I_{in}}{2}\cdot \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}t_2+\pi\right)+\frac{V_{in}}{4L_m f}-\frac{V_{in}t}{L_m}\right]t_f f \quad (4)$$

式中：Q_{on} 为开关损耗；i_s 为开关动作开关周期低压侧导通电流；t_f 为开关管开关时间；f 为开关频率；I_{in} 为高压侧输入电流峰值。



(a) 实际运行波形

(b) 优化后波形

图 6 LLC 采用正向调制方案反向运行波形

Fig. 6 Reverse operation waveforms when LLC adopts a forward modulation scheme

下面对反向功率传输工况进行调制优化，对低压侧开关的关断时间进行调整。

当采用高压侧开关管比低压侧开关管提前关断的调制策略时，高压侧开关管关断信号提前到来，进入死区时间，谐振电流发生断流，直至低压侧开关信号到来，完成换流过程。由于高压侧提前完成换流，换流过程迅速，从高压侧开关管完成换流到对管开通信号到达，高压侧电流均以高压侧开关管的体二极管为通路流通。优化后的波形如图 6(b)所示。因此计算当采用高压侧开关管提前关断的调制策略情况，1 个死区内的损耗主要来自高压侧电流流经开关管的体二极管产生的导通损耗。

当采用高压侧开关管提前关断的调制策略时，1 个死区内的损耗主要考虑高压侧开关管的二极管导通损耗，其表达式为

$$Q = Q_{\mathrm{con}} = f\int_{t_3}^{t_4} i_{\mathrm{r}}^{2}(t) r_{\mathrm{d}}\mathrm{d}t = f\int_{t_3}^{t_4}\left[\frac{\pi I_{\mathrm{in}}}{2}\sin\left(\frac{1}{\sqrt{L_{\mathrm{r}}C_{\mathrm{r}}}}t_4+\pi\right)\right]^2 r_{\mathrm{d}}\mathrm{d}t \tag{5}$$

式中：Q_{con} 为导通损耗；i_{r} 为谐振电流；r_{d} 为开关管导通电阻。

结合低压侧开关管损耗与高压侧开关管损耗，在死区时间内，通过调整低压侧开关时序，可对总体损耗情况进行刻画评估。由图 7 可以看出，采用调节低压侧关断时间的优化方法，在降低死区时间内的损耗方面效果并不显著，反而 LLC 变换器在正反向功率传输时采用不同的开关时序设计增加了调制参数设计的复杂度与控制难度。

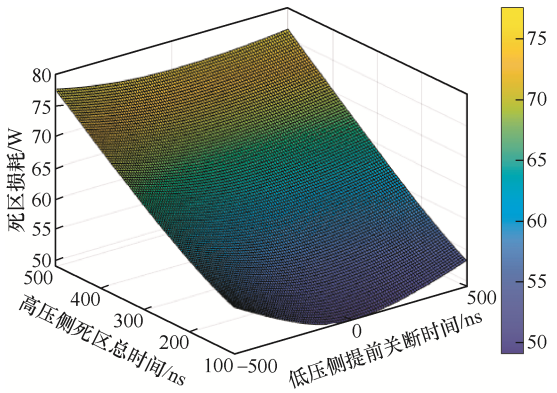


图 7　调整低压侧开关时序死区损耗

Fig. 7 Dead-time loss after adjusting the timing sequence on low-voltage side

结合正向运行的优化方法，采用高压侧开关管和低压侧开关管同时开通、低压侧开关管提前关断的调制策略可以实现高、低压侧开关管调制的统一，提高了 LLC 双向运行的效率，同时降低了控制难度。

3　实验验证

依据户储应用，设计了高压侧额定电压 V_{in} = 500 V、低压侧额定电压 V_{o} =50 V、输出功率 P_{o} = 4 kW 的 LLC 谐振变换器实验样机，如图 8 所示，具体电路参数见表 1。

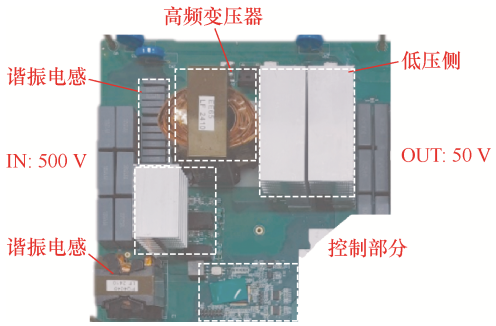


图 8　硬件实验平台

Fig. 8 Hardware experiment platform

表 1　变换器参数

Tab. 1 Converter parameters

参数	取值
高压侧电压/V	500
低压侧电压/V	50
谐振频率/kHz	100.2
开关频率/kHz	100
谐振电感/μH	12
励磁电感/μH	116
谐振电容/nF	210

将所设计变换器用于储能系统，模拟充电模式，调节输出电压至 50 V 恒定。工作在未优化开关时序的同步整流调制下，其谐振电流 i_{r}、高压侧开关管的电压 $V_{\mathrm{ds,S_1}}$、变压器低压侧开关管电压 $V_{\mathrm{ds,S_5}}$ 和 $V_{\mathrm{ds,S_6}}$ 的稳态实验波形如图 9 所示。

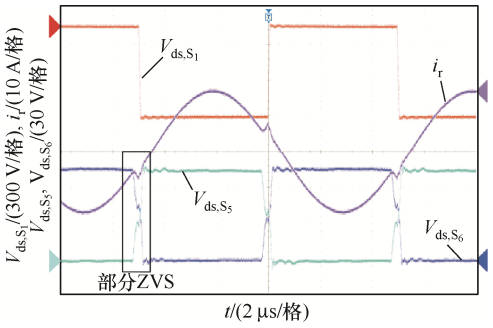


图 9　未采用优化方法的实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms without optimization methods

由图 9 可见，在死区时间内低压侧寄生电容在谐振过程完成充放电后，由于低压侧电流换向，低压侧寄生电容之间再次交换电荷，导致后续低压侧开关管主动开通时未完全换向成功，实现部分软开关。

当采用改变开关时序的优化设计方法时，调整低压侧开关管的关断时间，并调整死区时间后，实验波形如图 10 所示。

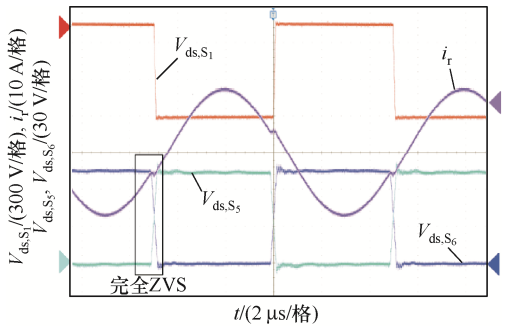


图 10 采用优化开关时序优化方法的实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms using optimization method by optimizing the timing sequence of switching

由图 10 可见，通过优化开关时序，可以实现死区时间内的有序换流，有效抑制了高、低压侧开关管寄生参数的影响，保证了软开关的实现。

当反向运行工况采用与正向相同的调制策略时，低压侧开关管提前于高压侧开关管关断，低压侧开关管软开关部分实现，实验波形如图 11 所示，实验结果符合理论分析。

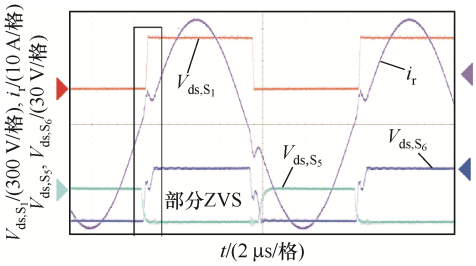


图 11 采用正向优化时序方法的反向运行实验波形

Fig. 11 Reverse operation experimental waveform using forward optimization timing sequence method

通过调整低压侧开关管的关断时间，可以满足软开关的运行条件，然而由于死区时间内高压侧电流流经高压侧开关管的体二极管，无法实现同步整流，实验波形如图 12 所示。

优化后的正向运行效率与调整低压侧开关时序的反向运行效率如图 13 所示，其中图 13(a)展示了优化前后的各负载工况效率，最高效率达 97.63%。图 13(b)展示了在不同的低压侧开关时序下的效率对比情况，可以看到在满载工况下，反向优化后的效率与采用正向优化调制的效率仅相差不到 0.2%，但在变换器全工况应用中，需要针对每个充放电工况的正反向功率均进行优化调制计算，增加了控制复杂度。

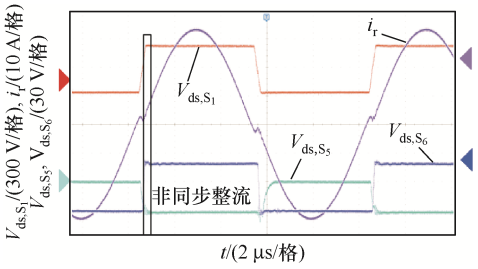
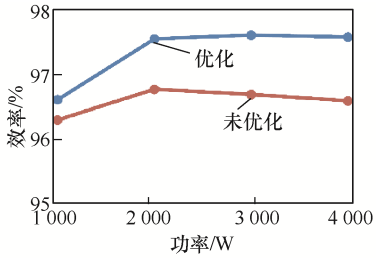
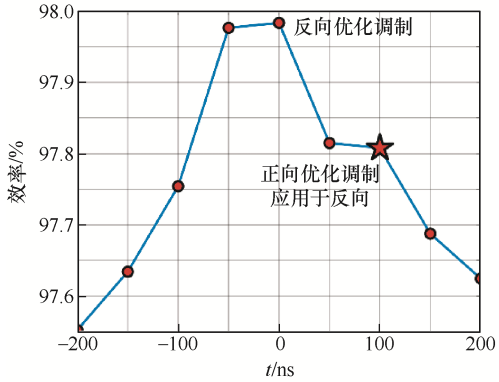


图 12 调整低压侧开关时序的反向运行实验波形

Fig. 12 Reverse operation experimental waveform by adjusting the timing sequence on low-voltage side



(a) 优化后的正向运行效率



(b) 不同开关时序的反向运行效率

图 13 样机运行实验效率

Fig. 13 Experimental efficiency of prototype under operation

4 结语

本文针对 LLC 变换器高、低压侧开关管寄生参数在死区时间内参与谐振过程，影响软开关实现的问题，基于开关管寄生参数对死区时间内的开关管换流过程进行分析，提出 LLC 正向运行开关时

序优化方法，并给出开关时刻理论计算方法，保证软开关的实现。分析了 LLC 变换器反向运行工况死区时间内的损耗分布，对高压侧开关管的体二极管导通损耗与低压侧开关管的部分软开关损耗进行理论分析与对比，采用统一的低压侧开关管提前关断的优化调制方法可以满足正反向运行工况的要求，实现 LLC 的高效率运行。基于所提出的优化方法，构建了 1 台 4 kW 实验样机，验证了优化设计方法的正确性，样机正向最高效率达 97.63%，反向满载效率为 97.80%。

参考文献：

[1] 任仁, 刘硕, 张方华. 基于氮化镓器件和矩阵变压器的高频 LLC 直流变压器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(13): 3373-3380.
Ren Ren, Liu Shuo, Zhang Fanghua. High frequency LLC DC-DC transformers with a GaN transistor and a matrix transformer [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(13): 3373-3380. (in Chinese)

[2] 陈申, 吕征宇, 姚玮. LLC 谐振型软开关直流变压器的研究与实现[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 163-169.
Chen Shen, Lü Zhengyu, Yao Wei. Research and verification on LLC resonant soft switching DC-DC transformer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 163-169. (in Chinese)

[3] 张艳军. 高功率密度直流变流器及其无源元件集成研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2008.
Zhang Yanjun. Research of high power density DC-DC converters and passive components integration within them [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2008. (in Chinese)

[4] Li Xiaodong, Bhat A K S. Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(4): 850-862.

[5] 娄德海. 双向双桥串联谐振移相 DC/DC 变换器及其组合模块研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2013.
Lou Dehai. Research on bidirectional double bridge series resonant phase shifting DC/DC converter and its combination module [D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2013. (in Chinese)

[6] 谢小荣, 马宁嘉, 刘威, 等. 新型电力系统中储能应用功能的综述与展望[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(1): 158-169.
Xie Xiaorong, Ma Ningjia, Liu Wei, et al. Functions of energy storage in renewable energy dominated power systems: Review and prospect [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(1): 158-169. (in Chinese)

[7] Beiranvand R, Rashidian B, Zolghadri M R, et al. Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide-adjustable-range LLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 462-472.

[8] Kim J H, Kim C E, Kim J K, et al. Analysis for LLC resonant converter considering parasitic components at very light load condition [C]// 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia. Jeju, Korea, 2011: 1863-1868.

[9] 俞珊, 徐志望, 董纪清. 寄生电容对 LLC 谐振变换器的影响分析[J]. 电源学报, 2018, 16(2): 124-130.
Yu Shan, Xu Zhiwang, Dong Jiqing. Analysis of impact of stray capacitance on LLC resonant converter [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(2): 124-130. (in Chinese)

[10] Chen Hui, Wu Xinke. Analysis on the influence of the secondary parasitic capacitance to ZVS transient in LLC resonant converter [C]// 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Pittsburgh, PA, USA, 2014: 4755-4760.

[11] Chen Chengwei, Zhao Xiaonan, Yeh C S, et al. Analysis of the zero-voltage switching condition in LLC series resonant converter with secondary parasitic capacitors [C]// 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Anaheim, CA, USA, 2019: 828-832.

[12] 张平, 丁洁, 孙莉. 变压器寄生参数对 LLC 谐振变换器的影响[J]. 机电设备, 2022, 39(2): 34-38.
Zhang Ping, Ding Jie, Sun Li. Influence of transformer's parasitic parameters on LLC resonant converter [J]. Mechanical and Electrical Equipment, 2022, 39(2): 34-38. (in Chinese)

[13] 陈驰南. 基于寄生参数时域分析的 LLC LED 驱动器宽调光范围研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2022.
Chen Chinan. Wide dimming range solution for LLC LED driver based on time domain analysis considering the parastical components [D]. Hangzhou: Hangzhou Dianzi University, 2022. (in Chinese)

[14] 顾泽煜, 谢小高. 基于有限元仿真的 LLC 谐振变换器集成式高频变压器优化设计[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 23-31.
Gu Zeyu, Xie Xiaogao. Optimal design of integrated high-frequency transformer for LLC resonant converter based on finite element simulation [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 23-31. (in Chinese)

[15] 张杰, 杨淋, 邹晨, 等. 可拓展的宽输出变模态交错并联 LLC 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 1-10.
Zhang Jie, Yang Lin, Zou Chen, et al. Expandable wide-output variable-mode interleaved parallel LLC converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 1-10. (in Chinese)



钱敏华

作者简介：

钱敏华(1986—)，男，硕士，工程师。研究方向：电力电子变流技术。E-mail：qianminhua@cee-group.cn。

李霄(1984—)，女，通信作者，博士，高级工程师。研究方向：电力电子与储能集成关键技术。E-mail：lixiao@cee-group.cn。

刘海晨(1993—)，男，博士，工程师。研究方向：电力电子技术。E-mail：liuhaichen@cee-group.cn。

冯奕鸣(2001—)，男，硕士研究生。研究方向：面向电池储能的直流变换技术。E-mail：feng123@sjtu.edu.cn。

李睿(1980—)，男，博士，教授。研究方向：面向电池储能和可再生能源发电的高效电力电子变换与电网接入技术。E-mail：liruiqd@sjtu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)